

Beschreibung

Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals

- 5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

10 Optische Verstärker für breitbandige optische Signale weisen eine Wellenlängenabhängigkeit des Gewinns auf, die durch üblicherweise eingesetzte Glättungsfilter nicht vollständig behoben wird. Bei der WDM- oder DWDM-Übertragungstechnik (WDM = Wavelength Division Multiplex; DWDM = Dense Wavelength Division Multiplex) besteht das optische Signal aus mehreren unterschiedlichen Wellenlängen aufweisenden Kanälen, deren Wellenlängenabstände heutzutage unterhalb 100 GHz liegen können. Durch die Wellenlängenabhängigkeit des Gewinns der Verstärker akkumulieren sich Leistungsunterschiede zwischen den einzelnen Kanälen beim Durchlaufen einer optischen, so daß die Kanäle stark unterschiedliche optische Signal-Rauschabstände OSNR (Optical Signal-to-Noise Ratio) und Leistungen an den Empfängern besitzen.

25 In Punkt-zu-Punkt-Verbindungen wird daher häufig ein unter dem Namen "Preemphase" (Preemphasis im englischen Sprachgebrauch) bekanntes Verfahren zur Nivellierung der Signal-Rauschabstände OSNR-Werte mindestens am Streckenende eingesetzt, das in A. R. Chraplyly, J. A. Nagel and R. W. Tkach: "Equalization in Amplifier WDM Lightwave Transmission Systems", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 4, No. 8, August 1992, pp. 920-922 beschrieben wurde. Dabei werden anhand einer am Streckenende gemessenen OSNR-Verteilung die senderseitigen Kanalleistungen in einem iterativen Verfahren solange nachgeführt, bis sich für alle Kanäle dieselben Signal-
35 Rauschabstände OSNR-Werte am Streckenende ergibt.

Häufig wird zur Bestimmung der Signal-Rauschabstände OSNR die verstärkte spontane Emission ASE (ASE = Amplified Spontaneous Emission) zwischen den Kanälen gemessen und daraus die den Kanälen überlagerte Rauschleistung durch Interpolation berechnet. Dies ist aber nicht mehr möglich, wenn die verstärkte Spontanemission ASE zwischen den Kanälen durch optische Komponenten gedämpft wird. Dies ist z.B. der Fall, wenn weitere Module wie Add-Drop-Module oder Interleaver-Filter in der Übertragungstrecke geschaltet sind.

Allen gängigen Messmethoden für die OSNR-Verteilung am Streckenende ist gemeinsam, dass sie auf Kanäle im 100 GHz Raster beschränkt sind. Ferner sind die Verfahren in der Regel zu langsam (separate Messungen für Kanalleistungen und Leistungen der verstärkten Spontanemission ASE), um Zeitanforderungen in dynamischen optischen Netzen, z. B. maximal ca. 10 Sekunden für einen Kanalupgrade, gerecht werden zu können.

Aus DE 19848989 ist ein Verfahren zur kanalweisen Einstellung von Sendesignalleistungen bekannt, bei dem bei einer unzulässigen Überschreitung des sendeseitigen Dynamikbereiches eine Kompression der einzelnen Sendesignalleistungen derart erfolgt, dass die Sendesignal-Summenleistung annähernd konstant gehalten wird. Dieses Verfahren wird ebenfalls für eine Überschreitung des empfangseitigen Dynamikbereiches durchgeführt.

Da dieses Verfahren auf gemessenen OSNR-Werten basiert, ergeben sich auch hier die bereits weiter oben beschriebenen Probleme der OSNR-Messung bei kleinen Kanalabständen.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren anzugeben, das eine schnelle Preemphase eines optischen Multiplexsignals ermöglicht. Das Verfahren sollte sich ebenfalls für eine WDM-Übertragung entlang einer zu definierten optischen Übertragungstrecke mit beliebig schmalen Kanalabständen eignen.

Eine Lösung der Aufgabe erfolgt hinsichtlich ihres Verfahrensaspekts durch ein Verfahren mit den Merkmalen des Patentanspruches 1.

- 5 Ausgehend von einem Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals, das als Kanäle mehrere Signale unterschiedlicher Wellenlänge aufweist, die von Sendern zu Empfängern übertragen werden, bei dem Leistungen der Signale am Sender eingestellt und am Empfänger gemessen werden, wird erfindungsgemäß eine Ermittlung der Signal-Rauschabstände OSNR am Empfänger nicht mehr benötigt. Dafür wird eine mittlere Leistung der Signale am Sender ermittelt und anschließend werden sendeseitig neue Leistungen der Signale aus aktuellen Leistungen der Signale am Sender und am Empfänger und aus der mittleren Leistung am Sender eingestellt, derart, dass Signal-Rauschabstände am Empfänger annähernd gleich bleiben.

Dieses wird in einer ersten im Folgenden ausführlich erläuterten Näherungslösung erreicht, wenn Leistungsspektren der Kanäle am Sender und am Empfänger ca. inverse Funktionen bilden. Eine präzisere und ausreichende Erzielung gleicher Signal-Rauschabstände am Empfänger einer Übertragungsstrecke wird ebenfalls in Anbetracht einer Wellenlängenabhängigkeit von Rauschzahlen, Gewinnen und Dämpfungen definiert werden.

- 25 Der wesentliche Vorteil der Erfindung ist, dass keine Messung der Signal-Rauschabstände bzw. der Rauschleistungen sondern nur Pegelmessungen von Signalen erforderlich sind. Aufgrund der Messung und Neueinstellung der Leistungen an einem Sender mittels einer einfachen Messung von Signalleistungen am einem Empfänger erfolgt die Preemphase gemäß erfindungsgemäßer Regelformel weit schneller als eine auf Signal-Rausch-Abständen OSNR basierte Preemphase. Damit werden auch systembedingte und daher aufwendige Messung von Rauschleistungen der Signale nicht mehr benötigt.

Das Einstellen der inversen Funktion zwischen Leistungsspektren führt in sehr guter Näherung zu identischen Signal-Rauschabständen OSNR für alle Kanäle. Bei einem Übertragungssystem kann eine tolerierte Abweichung bzw. Verschlechterung
5 im voraus definiert werden, d. h. die Signal-Rauschabstände OSNR müssen sich bei der Preemphase derart ändern, dass keine Übertragungsfehler auftreten. Auf der Basis einer zugelassenen Balance bzw. eines tolerierten Intervalls der Signal-Rauschabstände OSNR ergibt sich eine einfache erfindungsgemä-
10 ße Regelformel zur Preemphase, die eine Neueinstellung der Signalleistungen am Sender ohne Ermittlung der aktuellen Signal-Rauschabständen OSNR darstellt.

Ein weiterer Vorteil des erfindungsgemäßen Verfahrens ist
15 darin zu sehen, dass eine komplizierte Messung von Rauschleistungen zwischen den Kanälen oder gar eine direkte und technisch sehr aufwendige Messung der den Kanälen überlagerten verstärkten spontanen Emission ASE zur Ermittlung der Signal-Rauschabstände OSNR entfällt. Das Verfahren eignet
20 sich also bestens für beliebige kleine Wellenlängenabstände der Kanäle.

Selbstverständlich ist es möglich, dieses Verfahren mit einer anschließenden Preemphase zu kombinieren, die auf einer Mes-
25 sung des Signal-Rauschabstandes OSNR basiert und die zu einer optimalen Einstellung der Kanalleistungen am Sender führt. Dass hierzu wesentlich mehr Zeit erforderlich ist, hat keine negativen Auswirkungen auf die Übertragungsqualität. Das erfindungsgemäße Verfahren erfordert jedoch keine solche be-
30 kannte Preemphase mehr, um die annähernd gleichen Erfordernissen zu erfüllen. Dieser vorteilhafte Aspekt wurde theoretisch und experimentell im Labor nachgewiesen. Damit werden kostenverbundene spektral auflösende Messinstrumente wie optische Spektrumanalysatoren eingespart.

35 Ein wesentlicher Vorteil der Erfindung besteht ebenfalls darin, dass das beschriebene Verfahren gegen eine vorhandene

Verkipfung oder gegen eine weitere vorhandene ungleichmäßige spektralen Verteilung der Leistungen und/oder der Signal-Rauschabstände OSNR am Sender unempfindlich ist.

- 5 In der gesamten Erfindung werden die Ausdrücke "Sender" und "Empfänger" aus Gründen der einfachen Darstellung verwendet. Es sollte hier klargestellt werden, dass diese Ausdrücke jede Stelle einer Übertragungsstrecke bezeichnen, an denen die erfindungsgemäße Preemphase durchführbar ist, d. h. z. B. an
10 optischen Verstärkern, an Multiplexern und Demultiplexern, an spektral regelbaren Filtern, etc. Dazu müssen mindestens bei einer "Sender"-Stelle ein erstes für das Leistungsspektrum vorgesehenes Regel- und Messmodul und bei einer "Empfänger"-Stelle ein zweites für das Leistungsspektrum vorgesehenes
15 Messmodul vorhanden werden.

- Zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Preemphase wird eine einfache geeignete optische Übertragungsstrecke angegeben. Diese Übertragungsstrecke könnte Teil
20 eines aufwendigeren optischen Netzwerks sein.

Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

- 25 Ausführungsbeispiele der Erfindung werden im folgenden anhand der Zeichnung näher erläutert.

Dabei zeigen:

- 30 Fig. 1: Leistungsspektren der Kanäle am Sender und am Empfänger vor und nach der Preemphase,
Fig. 2: Spektren der Signal-Rauschabstände OSNR der Kanäle am Sender und am Empfänger vor der Preemphase und am Sender nach der Preemphase,
35 Fig. 3: eine optische Übertragungsstrecke zur Durchführung der erfindungsgemäßen Preemphase.

In Fig. 1 sind Leistungsspektren LS1, LS2, LS3, LS4 der Kanäle am Sender und am Empfänger vor und nach der Preemphase für ein optisches DWDM-Signal mit 80 Kanälen (Frequenzabstand = 50 GHz) dargestellt.

- 5 Vor der Preemphase ist das gemessene Signalleistungsspektrum LS1 am Sender bei einem mittleren Leistungswert von -16 dBm konstant. Das gemessene Signalleistungsspektrum LS2 am Empfänger weist dagegen ein beliebiges Profil auf, wobei die Kanäle Leistungsunterschiede von bis zu 8dB aufweisen. Die Ab-
10 weichung kann sowohl eine lineare Funktion der Wellenlänge wie bei einer Verkipfung oder im allgemein eine nichtlineare Funktion der Wellenlänge darstellen.

- Gemäß der zugelassenen Balance der Signal-Rauschabstände OSNR
15 am Empfänger wird nun die Preemphase mittels der Invertierung des Signalleistungsspektrums LS1 am Sender durchgeführt. Eine Regelformel der Invertierung wird im folgenden Text angegeben. Somit ergeben sich zwei neue Signalleistungsspektren LS3 am Sender und LS4 am Empfänger. Die Signal-Rauschabstände
20 OSNR am Empfänger bilden nun ein flaches Spektrum.

- In Fig.2 sind Spektren OSNR1, OSNR2 der Signal-Rauschabstände OSNR der Kanäle am Sender und am Empfänger vor der Preemphase sowie ein Spektrum OSNR3 der Signal-Rauschabstände OSNR der
25 Kanäle am Empfänger nach der Preemphase für das optische Signal gemäß Fig. 1 dargestellt.

- Vor der Preemphase ist das für das Experiment hier gemessene Spektrum OSNR1 am Sender bei einem mittleren Wert von 28 dB
30 konstant. Das Spektrum OSNR2 am Empfänger weist dagegen ein beliebiges Profil auf, das von einem mittleren Wert bei ca. 23 dB abweicht. Die Abweichung kann sowohl eine lineare Funktion der Wellenlänge wie bei einer Verkipfung oder im allgemein eine nichtlineare Funktion der Wellenlänge darstellen.
35 Nach der Preemphase ist das Spektrum OSNR3 am Empfänger flach.

Fig. 3 zeigt eine optische Übertragungsstrecke mit zwischen Sender OTT Tx und Empfänger OTT Rx liegenden frequenzabhängigen Elementen - hier Zwischenverstärker OLR1, OLR2, ..., optische Lichtwellenleiter LWL1, LWL2, ..., etc - zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Preemphase. Eine Leistungsmesseinrichtungen M1, M2 ist jeweils an dem Sender OTT Tx und dem Empfänger OTT Rx und eine Leistungsregelrichtung R1 an dem Sender OTT Tx angeschlossen, die lediglich Pegel der übertragenen Signale sendeseitig und empfangsseitig messen bzw. sendeseitig regeln.

Im folgenden wird eine mathematische Beschreibung des in den Fig. 1 und 2 dargestellten Verfahrens angegeben, wobei angenommen wird, dass das übertragene Multiplexsignale die Bandbreite $\Delta\lambda$ belege.

Folgende Bezeichnungen werden hierfür verwendet:

Sender:	OTT Tx
Empfänger:	OTT Rx
Kanal (Wellenlänge):	$\lambda = \lambda_{\min}, \dots, \lambda_{\max}$
Bandbreite:	$\Delta\lambda = \lambda_{\max} - \lambda_{\min}$
Kanalleistungen am OTT Tx:	$P_{in}(\lambda)$ (in mW)
Kanalleistungen am OTT Rx:	$P_{out}(\lambda)$ (in mW)
Mittlere Eingangsleistung:	$\langle P_{in} \rangle = \frac{1}{\Delta\lambda} \cdot \int_{\Delta\lambda} P_{in}(\lambda) d\lambda$ (in mW)
Mittlere Ausgangsleistung:	$\langle P_{out} \rangle = \frac{1}{\Delta\lambda} \cdot \int_{\Delta\lambda} P_{out}(\lambda) d\lambda$ (in mW)

Allgemein wird der Mittelwert - hier über einem Wellenlängenbereich - eines Wertes X durch die Schreibweise $\langle X \rangle$ zwischen eckigen Klammern $\langle X \rangle$ signalisiert.

- 5 Die Summeneingangsleistung der Kanäle mit den Wellenlängen $\lambda = \lambda_{\min}, \dots, \lambda_{\max}$ wird am Sender OTT Tx konstant gehalten. Neue, am Sender OTT Tx einzustellende Kanalleistungen $P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}}$ (linear in mW), unter Beibehaltung der bestehenden Summeneingangsleistung ($= \Delta\lambda \cdot \langle P_{\text{IN}} \rangle$) mittels einer Funktion
- 10 $Q(\lambda)$ lauten daher:

$$P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}} = \langle P_{\text{IN}} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\frac{1}{\Delta\lambda} \cdot \int_{\Delta\lambda} Q(\lambda) d\lambda}$$

- Eine zugelassene Balance der Signal-Rauschabstände OSNR wird
- 15 durch den im folgenden begründeten Ansatz

$$\sqrt{P_{\text{IN}}(\lambda) \cdot P_{\text{OUT}}(\lambda)} = \text{const} \quad (\text{d. h. Konstante})$$

angenähert, womit sich für die Funktion $Q(\lambda)$ ergibt:

20

$$Q(\lambda) = \frac{P_{\text{IN}}(\lambda)}{\sqrt{P_{\text{IN}}(\lambda) \cdot P_{\text{OUT}}(\lambda)}} = \sqrt{\frac{P_{\text{IN}}(\lambda)}{P_{\text{OUT}}(\lambda)}}$$

Diese Gleichung zeigt, dass die Funktion Q der Quadratwurzel der Übertragungsfunktion der Signale entspricht.

- 25 Damit lassen sich sehr schnell die neu einzustellenden Eingangsleistungen $P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}}$ für jeden Kanal mittels der mittleren Eingangsleistung und der vorhandenen bzw. neu gemessenen Eingang- und Ausgangsleistungen $P_{\text{IN}}(\lambda)$ und $P_{\text{OUT}}(\lambda)$ neu
- 30 einstellen. Es werden dadurch keine Messungen der Signal-Rauschabstände OSNR oder von Rauschleistungen benötigt.

Im geeigneten Fall erfolgt die Neueinstellung durch eine einfache Invertierung zwischen Leistungsspektren des Senders und des Empfängers.

- 5 Ferner wird nun eine präzisere Herleitung des neu einzustellenden Leistungsspektrums $P_N(\lambda)_{\text{new}}$ bei einer Berücksichtigung wellenlängenabhängiger Rauschzahlen $F_i(\lambda)$ ($i=0, \dots, N$) eines oder mehrerer entlang der Übertragungsstrecke angeordneten optischen Verstärkern V_0, V_1, \dots, V_N angegeben. Diese
- 10 Herleitung zeigt, inwieweit sich die erfindungsgemäße Preemphase im Hinblick auf erforderliche Übertragungstoleranzen für den Einsatz in Übertragungssystemen eignet. Außerdem ergeben sich daraus auch Varianten des Verfahrens, die eine höhere Genauigkeit erreichen, jedoch die Kenntnis zusätzlicher
- 15 Parameter voraussetzen, die entweder direkt am System oder aber bereits bei der Produktion gemessen werden können. Alternativ können auch typische Werte verwendet werden.

- Es wird gezeigt, dass trotz Einflüssen der Rauschzahl $F_i(\lambda)$
- 20 die erfindungsgemäße Preemphase für eine Anzahl von $N+1$ kaskadierten optischen Verstärkern V_i mit N zwischengeschalteten optischen Leitungen OL_i ($i=1, \dots, N$) mit Dämpfungen A_i eine tolerierbare Einebnung der Signal-Rauschabstände OSNR am Ende der Übertragungsstrecke ermöglicht. Falls weitere präzisere
- 25 Erfüllungen benötigt sind, können auch die Rauschzahlen $F_i(\lambda)$ berücksichtigt werden, z. B. durch die technischen Lieferungsangaben eines optischen Verstärkers.

- Der Gewinn $G_i(\lambda)$ eines der optischen Verstärker V_i ($i=0, \dots, N$) sei gegeben durch:
- 30

$$G_i(\lambda) = \langle G_i \rangle \cdot g(\lambda)$$

- wobei $\langle G_i \rangle$ einen mittleren Gewinn und $g(\lambda)$ eine normierte
- 35 spektrale Abhängigkeitsfunktion des Gewinns $G_i(\lambda)$ bezeichnen.

Genauso lassen sich die Dämpfung $A_i(\lambda)$ der optischen Leitungen OLi und die Rauschzahl $F_i(\lambda)$ beschreiben:

$$A_i(\lambda) = \langle A_i \rangle \cdot a(\lambda)$$

5 $F_i(\lambda) = \langle F_i \rangle \cdot f(\lambda)$

Zur Vereinfachung der Darstellung wurde davon ausgenommen, dass die Wellenlängenabhängigkeiten $a(\lambda)$ und $f(\lambda)$ der Dämpfung $A_i(\lambda)$ und der Rauschzahl $F_i(\lambda)$ für alle Verstärker und zwischengeschalteten Fasern annähernd identisch sind.

10

Am Ende der Übertragungsstrecke OTT Rx sind die Ausgangsleistungen $P_{\text{out}}(\lambda)$ als Funktion der Wellenlänge λ so definiert:

15
$$P_{\text{out}}(\lambda) = \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot \prod_{i=0}^N G_i(\lambda) \cdot P_{\text{in}}(\lambda) = P_{\text{in}}(\lambda) \cdot G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)$$

wobei G_0 der Gewinn des sendeseitig als Booster eingesetzten ersten optischen Verstärkers V_0 ist. Bei den optischen Verstärkern V_i tritt verstärkte spontane Emission ASE auf, die für einen die Wellenlänge λ aufweisenden Kanal eines breitbandigen optischen Signals zu einer Rauschleistungsanteil $P_{\text{ASR}}(i, \lambda)$ führt.

20

$$P_{\text{ASR}}(i, \lambda) = h\nu \cdot B_0 \cdot [F_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda) - 1]$$

25

In dieser Gleichung repräsentierten h die Planck'sche Konstante, ν die Frequenz des betrachteten Kanals und B_0 die Messbandbreite.

30 Am Sender OTT Tx und am Empfänger OTT Rx der kompletten Übertragungsstrecke $V_0, \text{LWL1}, V_1, \text{LWL2}, \dots, \text{LWLN}, V_N$ weist ein Kanal bei der Wellenlänge λ mit Eingangsleistung $P_{\text{in}}(\lambda)$ und Ausgangsleistung $P_{\text{out}}(\lambda)$ eine akkumulierte Rauschleistung $P_{\text{ASE}}(\lambda)$ auf, die sich wie folgt errechnen lässt:

35

$$P_{\text{ASE}}(\lambda) = h\nu \cdot B_0 \cdot \left\{ \sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda) \right\}$$

Die wellenlängenabhängigen Signal-Rauschabstände OSNR am Sender OTT Tx sind so definiert:

5

$$\text{OSNR} = \frac{P_{\text{out}}(\lambda)}{P_{\text{ASE}}(\lambda)}$$

Der Ansatz zur Balance der Signal-Rauschabstände OSNR basiert auf einer Einebnung derselben am Sender OTT Tx. Dies lässt sich durch die folgende Bedingung (const= Konstante) realisieren:

10

$$\frac{1}{\text{OSNR}} = \frac{h\nu B_0}{P_{\text{IN}}(\lambda)} \cdot \frac{\sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}{G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)} = \text{const}$$

15 Durch die Definition der schon bekannten Funktion $Q(\lambda)$ nun als:

$$Q(\lambda) = \frac{\sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}{\lambda \cdot G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}$$

20 lässt sich diese Bedingung für identische Signal-Rauschabstände OSNR aller Kanäle am Empfänger OTT Rx wie folgt formulieren:

$$P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}} := < P_{\text{IN}} > \cdot \frac{Q(\lambda)}{< Q(\lambda) >} \quad \text{mit } < Q(\lambda) > = \frac{1}{\Delta\lambda} \int_{\Delta\lambda} Q(\lambda) d\lambda$$

25 Diese Gleichung beschreibt die neu einzustellenden Kanalleistungen sehr genau, erfordert aber die Kenntnis zahlreicher Parameter. Im folgenden wird daher der Einfluß verschiedener Parameter wie die Rauschzahlen $F_i(\lambda)$, die Gewinne $G_i(\lambda)$ und

die Dämpfungen $A_i(\lambda)$ auf die Wellenlängenabhängigkeit der Funktion $Q(\lambda)$ betrachtet. Zunächst wird dieser Aspekt mittels eines Ausführungsbeispiels für eine Übertragungsstrecke mit $N+1$ optischen Verstärkern und mit N den optischen Verstärkern
 5 zwischengeschalteten optischen Leitungen OL_i beschrieben, bei dem ein breitbandiges optisches Signal mit mehreren Kanälen vom dem Sender OTT Tx bis zum Empfänger OTT Rx übertragen wird.

10 In der Regel werden die Gewinne der Verstärker V_i so eingestellt, dass sie die Dämpfungsverluste in den nachfolgenden Streckenabschnitten OL_i ("span" in englisch) kompensieren, so dass

$$\langle G_i(\lambda) \rangle = \frac{1}{\langle A_i(\lambda) \rangle} \text{ gilt.}$$

15

Damit lässt sich die Funktion $Q(\lambda)$ wie folgt beschreiben:

$$Q(\lambda) = \frac{\sum_{j=0}^N [\langle F_j \rangle \cdot \langle G_j \rangle \cdot f_j(\lambda) \cdot g_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N a_i(\lambda) \cdot g_i(\lambda)}{\lambda \cdot \langle G_0 \rangle \cdot g_0 \cdot \prod_{i=1}^N a_i(\lambda) \cdot g_i(\lambda)}$$

20

Ausgehend von aus der Praxis bekannten Werten wie z. B. $\langle F_j \rangle \cong 2$ und $\langle G_j \rangle \cong 100$ ist es implizit, dass:

$$\langle F_j \rangle \cdot \langle G_j \rangle \cdot f_j(\lambda) \cdot g_j(\lambda) \gg 1$$

25

Ferner wird angenommen, dass die optischen Verstärker V_i sowie die optischen Leitungen OL_i quasi-identisch sind. Diese Annahme ist in der Regel erfüllt, da im Bezug auf Gewinn und Dämpfung kritische technische Eigenschaftsabweichungen der
 30 Komponenten V_i , OL_i bei ihrer Herstellung bzw. bei der Installation eines Netzwerks möglichst minimiert bzw. optimiert werden und die Wellenlängenabhängigkeit des Gewinns optischer Verstärker nahezu unabhängig vom eingestellten Gewinn ist.

Somit werden nun einzelne Mittelwerte und einzelne spektrale Abhängigkeitsfunktionen der Rauschzahl $\langle F \rangle = \langle F_i \rangle$, $f(\lambda) = f_i(\lambda)$, des Gewinns $\langle G \rangle = \langle G_i \rangle$, $g(\lambda) = g_i(\lambda)$ und der Dämpfung $\langle A \rangle = \langle A_i \rangle$,
 5 $a(\lambda) = a_i(\lambda)$ für alle Komponente V_i , OLi verwendet, was zu einer einfacheren neuen Form der Funktion $Q(\lambda)$ führt:

$$Q(\lambda) = \frac{\langle F \rangle \cdot f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^{N+1} - 1}{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^N \cdot [a(\lambda) \cdot g(\lambda) - 1]}$$

10 Diese Gleichung führt auf die Approximation

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \propto \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^{N+1} - 1}{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^N \cdot [a(\lambda) \cdot g(\lambda) - 1]}$$

Diese letzte Funktion berücksichtigt die spektrale Welligkeit
 15 (Ripples in englisch) der Rauschzahl, des Gewinns und der Dämpfung über einer gewünschten Bandbreite im Wellenlängenbereich $\Delta\lambda$.

Mittels der Messung des Leistungsspektrums bzw. des Gesamtgewinns $G_{\text{LINK}} = [a(\lambda)g(\lambda)]^{N+1}$ am Empfänger OTT Rx erhält man:

20

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \propto \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{G_{\text{LINK}} - 1}{G_{\text{LINK}}^{\frac{N}{N+1}} \cdot \left[G_{\text{LINK}}^{\frac{1}{N+1}} - 1 \right]}$$

Beim Kenntnis oder Abschätzung der Rauschzahl $f(\lambda)$ aus einer oder mehrerer optischen Verstärkungen in der Übertragungs-
 25 strecke ist also die Funktion $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ wellenlängenunabhängig ermittelbar. Die Preemphase ist in diesem Fall also mehr als nur eine einfache Invertierung der Leistungsspektren zwischen Empfänger und Sender, beruht jedoch immer noch nur auf Signalleistungsmessungen bzw. Leistungseinstellungen.

30

Anders formuliert, wenn die Wellenlängenabhängigkeit der Rauschzahl $F(i)$ der optischen Verstärker bekannt ist (analytisch oder in Tabellenform), so kann diese Abhängigkeit bei

der Preemphase genauer als mittels der bisher erwähnten Invertierung der Leistungsspektren berücksichtigt werden.

Als konkrete Wertebereiche für eine praktische Anwendung ist:

5

$$1 \leq N \leq 20$$

$$- 0,7 \text{ dB} \leq 10 \log[g(\lambda)] \leq 0,7 \text{ dB}$$

von Interesse, da heutzutage typische Verstärker wie EDFAs
10 (Erbium Doped Fiber Amplifiers) Gewinnwelligkeiten unterhalb
1,4 dB aufweisen.

Für diese Wertebereiche kann die Funktion $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ durch
1/ $\sqrt{G_{\text{LINK}}}$ gut angenähert werden. Dadurch wird die Preemphase
15 unabhängig von der Zahl N der Übertragungsabschnitte V_i , OLi
(span) erfolgen.

Diese Annäherung bestätigt wiederum die bisher erläuterte Behauptung, dass mit den beiden folgenden Gleichungen:

20

$$P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}} := \langle P_{\text{IN}} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \text{ (in mW)} \quad \text{mit } \langle Q(\lambda) \rangle = \sqrt{\frac{P_{\text{IN}}}{P_{\text{OUT}}}}$$

$$\text{und : } G_{\text{LINK}} = \frac{P_{\text{OUT}}}{P_{\text{IN}}}$$

25 die neu einzustellenden Leistungen $P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}}$ am Sender
OTT Tx bei der Preemphase wie folgt errechnet werden:

$$P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}} := \langle P_{\text{IN}} \rangle \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{IN}}}{P_{\text{OUT}}}} \cdot \frac{1}{\left\langle \sqrt{\frac{P_{\text{IN}}}{P_{\text{OUT}}}} \right\rangle}$$

30 In diesem Fall beruht die Preemphase auf der einfachen Invertierung der Leistungsspektren am Sender OTT Tx und am Empfänger OTT Rx.

Wenn eine zusätzliche Leistungseinstellung der Kanäle am Sender OTT Rx vorgesehen ist, ist auch die Preemphase in einer bidirektionalen Weise steuerbar. Dadurch weisen die Signal-
 5 Rauschabstände OSNR am Empfänger OTT Rx und am Sender OTT Tx ein flaches Spektrum auf.

Weitere Ausführungsbeispiele der Erfindung werden im folgenden anhand der Zeichnung näher erläutert.

10

Dabei zeigen:

Fig. 4: Kleinster auftretender Signal-Rauschabstand als Funktion eines Parameters k bei 5 Übertragungsabschnitten,

15

Fig. 5: Kleinster auftretender Signal-Rauschabstand als Funktion des Parameters k bei 10 Übertragungsabschnitten,

Fig. 6: optimale Werte des Parameters k für unterschiedliche Streckendämpfungen als Funktion der Anzahl an Streckenabschnitten,

20

Fig. 7: eine Teilstrecke eines optischen Netzwerks.

Nun wird von einem Verfahren ausgegangen, bei dem zunächst
 25 für eine beliebige Kanalleistungsverteilung $P_{IN}(\lambda)$ am Link-
 eingang die entsprechende Kanalleistungsverteilung $P_{OUT}(\lambda)$ am
 Linkausgang gemessen wird. In einem zweiten Schritt werden
 Eingangsleistungen nach der Vorschrift:

$$30 \quad P_{IN}(\lambda)_{new} = \langle P_{IN} \rangle \cdot ((P_{IN}/P_{OUT})^{0.5}) / \langle (P_{IN}/P_{OUT})^{0.5} \rangle$$

eingestellt, wobei $P_{IN}(\lambda)$ und $P_{OUT}(\lambda)$ mit P_{IN} bzw. P_{OUT} dargestellt sind. Damit lassen sich annähernd identische Werte der Signal-Rauschabstände OSNR für alle Kanäle erzielen, aber
 35 dennoch ergeben sich Abweichungen zu einer reinen OSNR-
 Preemphase.

Im folgenden wird gezeigt, dass sich die Größe dieser Abweichungen durch Einführung eines variablen Exponenten k mit Werten im Bereich von 0 bis 1 – im Vergleich zu 0,5 in der oberen Gleichung – deutlich reduzieren lässt, so dass das
 5 Verfahren näher an die optimalen Ergebnisse einer SNR-Preemphasis herankommt. Die Leistungen am Sender OTT Rx werden nun nach der Vorschrift

$$P_{IN}(\lambda)_{new} = \langle P_{IN} \rangle \cdot ((P_{IN}/P_{OUT})^k) / \langle (P_{IN}/P_{OUT})^k \rangle$$

10

eingestellt. Da sich die Übertragungsfunktion des Links beim Veränderung des Eingangsspektrums verändern kann, bietet es sich an, dieses Verfahren mehrmals anzuwenden.

15 Es stellt sich nun die Aufgabe, eine optimale Einstellung des Exponenten k zu bestimmen. Die beiden folgenden **Figuren 4 und 5** zeigen die minimal auftretenden Signal-Rauschabstände OSNR (in dB) als Funktion des Exponenten k für ein Link mit 5 und 10 Abschnitten LWL1, LWL2, etc gemäß Figur 3. Die Abschnitt-
 20 dämpfung beträgt dabei jeweils 20dB. Dabei ist ein Optimum (hier ca. 0,4 bei 5 Abschnitten und ca. 0,45 bei 10 Abschnitten) des Exponenten k deutlich zu erkennen, damit die Signal-Rauschabstände OSNR maximale Werte aufweisen.

25 Die nun folgende **Figur 6** zeigt – für eine geänderte mittlere Eingangsleistung am Sender OTT Tx – den optimalen Wert des Exponenten $k < 1$ als Funktion der Anzahl (1 bis 20) an Abschnitten LWL1, LWL2, etc für verschiedene Abschnittsdämpfungen (10dB, 15 dB, 20 dB, 25 dB, 30 dB). Dabei wird auch deutlich,
 30 dass neben der Abschnittsdämpfung und der Anzahl an Abschnitten auch die Leistung am Sendereingang einen wesentlichen Einfluß auf den optimalen Wert des Exponenten k hat. So lange die Wellenlängen-Abhängigkeit der Rauschzahl der optischen Verstärker OLR1, OLR2, etc gemäß Figur 3 klein gegen-
 35 über der Wellenlängen-Abhängigkeit der Gewinn-Übertragungsfunktion der selben optischen Verstärker ist, können auftretende Abweichungen zu einer reinen Preemphasis

der Signal-Rauschabstände OSNR durch die optimale Wahl des Exponenten k minimiert werden.

5 Zur Optimierung des Exponenten k gibt es mehrere Möglichkeiten, die auf dem Formelwerk der entsprechenden Patentanmeldung aufbauen:

- 10 - Bevor eine Übertragungsstrecke OTT Tx, LWL1, OLR1, LWL2, OLR2, ..., OTT_Rx (link) aufgebaut wird, kommt ein Planungstool zum Einsatz. Dieses kennt typische Werte der charakteristischen Parameter aller optischen Komponenten und kann somit den sich ergebenden Signal-Rauschabstand OSNR sowie denjenigen Parameterwert von k ermitteln, mit dem das rein auf Leistungsmessungen basierende Verfahren
15 der idealen OSNR-Preemphasis möglichst nahe kommt.
- Die eingesetzten Baugruppen werden bei der Produktion vermessen und stellen diese Werte, wenn sie im System eingebaut sind, dem Management-System zur Verfügung, das dann
20 wiederum den optimalen Parameterwert bestimmen kann.
- Die einzelnen Empfängerbaugruppen teilen die gemessenen Bitfehlerhäufigkeiten dem Management-System mit. Dieses benutzt diese Information zur Bestimmung des optimalen
25 Werte des Exponenten k .
- Bei Installation einer Übertragungsstrecke wird diese zunächst mit wenigen Kanälen betrieben, so dass eine Messung der Signal-Rauschabstände OSNR möglich ist und eine reine
30 OSNR-Preemphasis durchgeführt werden kann. Daraufhin wird derjenige Parameter-Wert von k bestimmt, der das sich dabei einstellende Eingangsspektrum möglichst gut approximiert. Dieser Wert wird dann in Zukunft für eine beliebige Anzahl an Kanälen und auch bei Komponententausch weiter-
35 verwendet.

Zusammengefasst ermöglicht die Einführung eines variablen Exponenten k eine Reduktion der Abweichungen zwischen einem leistungsbasierten Verfahren und der Signal-Rauschabständen basierten Preemphase.

5

Im bisherigen Beschreibungsteil der Erfindung wurde eine Punkt-zu-Punkt-Übertragungsstrecke für die Ausführungsbeispiele dargestellt. Das Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals eignet sich jedoch auch für ein komplettes Netzwerk mit mehreren Netzknoten, zwischen denen optische Punkt-zu-Punkt-Verbindungen angeordnet sind.

Die **Figur 7** zeigt eine Teilstrecke eines optischen Netzwerkes, für die eine Preemphase durchzuführen ist. An den jeweils am Ende angebrachten Netzknoten (dargestellt hier als Add-Drop-Module OADM) werden Signale eingekoppelt bzw. ausgekoppelt. Die eingekoppelten Signale können entweder von einer anderen Übertragungsstrecke her kommen oder aber direkt von sich an der Stelle des Add-Drop-Moduls OADM befindenden Sensoren Tx stammen. Am Ende der Teilstrecke wird ein Teil der Kanäle einer weiteren Übertragungsstrecke zugeführt, während der andere Teil dort zum Beispiel am einem Empfänger Rx terminiert wird.

25 Eingangsseitig am ersten Add-Drop-Modul OADM1 besitzen die Kanäle unterschiedliche Signal-Rauschabstände-Werte $OSNR_{IN}$. Da ein Teil der Kanäle noch weitere Übertragungsstrecken durchlaufen muß und die Empfänger unterschiedliche Charakteristika aufweisen können (z. B. aufgrund unterschiedlicher Datenraten), macht es Sinn, unterschiedliche Anforderungen der Signal-Rauschabstände $OSNR^{OUT}$ am Ausgang der Übertragungsstrecke zu stellen. Die aufgrund von dieser Anforderung gewünschte Wellenlängenabhängigkeit des ausgangsseitigen Signal-Rauschabstandes $OSNR^{OUT}$ sei durch die Funktion h mit Mittelwert 1 gegeben, die mit dem Kehrwert einer noch zu bestimmenden Konstante α zum resultierenden Signal-Rauschabstand $OSNR^{OUT}$ zu multiplizieren ist. Die wellenlängenabhängige Funk

35

tion $h(\lambda)$ wird von einem Netzplanungstool vorgegeben. Diese Wahl wird durch eine Verkehrsmatrix innerhalb des optischen Netzes bestimmt. Außerdem sei der bisher beschriebene Exponent k bekannt.

5

Die am Eingang der Teilstrecke einzustellende Leistungsverteilung ergibt sich damit zu

$$P_m(\lambda)_{\text{new}} = \langle P_m \rangle \cdot \frac{G(\lambda)^{-k}}{\langle G(\lambda)^{-k} \rangle} \cdot \underbrace{\frac{\text{OSNR}^{\text{IN}}(\lambda)}{\text{OSNR}^{\text{PP}}}}_{\text{BII}} \cdot \underbrace{\frac{h(\lambda)}{\text{OSNR}^{\text{IN}}(\lambda) \cdot \alpha - h(\lambda)}}_{\text{BIII}},$$

10

wobei OSNR^{PP} für denjenigen konstanten Signal-Rauschabstand OSNR steht, das sich beim Stand-alone-Betrieb der Übertragungsstrecke im Netzwerk ergeben würde, und $G(\lambda)$ den wellenlängenabhängigen Gewinn der betrachteten Übertragungsstrecke bezeichnet. Der Parameter α ist so zu wählen, dass die mittlere Leistung $\langle P_m \rangle$ der Kanäle am Eingang unverändert bleibt. Er kann z. B. mit Hilfe einer iterativen Methode auf dem Rechner bestimmt werden.

- 20 In die oben angegebene Gleichung gehen neben der zu messenden Gewinnübertragungsfunktion der Teilstrecke weitere Parameter wie die Signal-Rauschabstände OSNR^{IN} am Eingang der Übertragungsstrecke sowie das sich beim Stand-alone-Betrieb ergebende OSNR^{PP} am Ausgang der Übertragungsstrecke ein. Die beiden
- 25 letzteren Parameter können selbstverständlich aus Messungen gewonnen werden. Vorteilhaft ist es aber, auf Ergebnisse eines numerischen Planungstools zurückzugreifen.

- Im folgenden soll noch ein Spezialfall betrachtet werden. Es
- 30 wird davon ausgegangen, dass die betrachtete Teilstrecke Teil einer Punkt-zu-Punkt-Verbindung in einem Netzwerk ist, nur Kanäle eingespeist werden, die alle aus derselben Quelle stammen, und alle Kanäle an der selben Stelle terminiert werden. In diesem Fall wird am Ausgang identische Signal-
- 35 Rauschabstände OSNR^{OUT} für alle Kanäle gefordert. Auch am Ein

gang besitzen alle Kanäle identische Signal-Rauschabstände $OSNR^{TN}$, da für die vorhergehende Teilstrecke ebenfalls eine Preemphase durchgeführt wird, die gleiche Signal-Rauschabstände $OSNR$ für alle ihrer Ausgangskanäle sicher-

5 stellt. In der obenstehenden Gleichung weisen folglich BII und BIII keine Wellenlängenabhängigkeit mehr auf und können durch den Wert 1 ersetzt werden, nachdem ja die Eingangsleistung konstant bleiben soll. Das Ergebnis entspricht demjenigen für eine einzelne Übertragungstrecke.

10

Im folgenden wird dargelegt, wie dieses Verfahren noch weiter verbessert und damit die Leistungsfähigkeit von WDM-Netzen und -strecken gesteigert werden kann.

15 Weitere Ausführungsbeispiele der Erfindung werden im folgenden anhand der Zeichnung näher erläutert.

Dabei zeigen:

- 20 Fig. 8: Eine Punkt-zu-Punkt-Übertragungstrecke mit mehreren optischen Verstärkern,
Fig. 9: Signal-Rauschabstände nach einer Preemphase als Funktion einer Verkippung eines Verstärkereingangs,
Fig. 10 a, b, c, d:
25 Signal-Rauschabstände als Funktion des Exponenten k bei unterschiedlichen Verstärkungsgewinnen,

In Fig. 8 wird eine Punkt-zu-Punkt-Übertragungstrecke mit mehreren optischen Verstärkern $V1$, $V2$, $V3$, $V4$, zwischen denen

30 Übertragungsfaser $LWL1$, $LWL2$, $LWL3$ geschaltet sind. Es könnte sich stattdessen um eine Teilstrecke eines optischen Netzes handeln. Ein besonderes Merkmal dieser Übertragungstrecke ist, dass die verwendeten optischen Verstärker $V1$, $V2$, $V3$, $V4$ derart angesteuert bzw. geregelt werden können, dass die

35 Steigung des optischen Leistungsspektrums am Ausgang eines jeden Verstärkers $V1$, $V2$, $V3$, $V4$ einen vorgegebenen Wert aufweist.

- Eine wichtige Kenngröße des im folgenden beschriebenen Verfahrens ist die Steigung des Leistungsspektrums, die als die Steigung einer Gerade definiert sein kann, die die logarithmische Leistungsverteilung über der Trägerfrequenz im Sinne einer minimalen Summe der Fehlerquadrate annähert (lineare Regression). Diese Steigung wird im folgenden als Power-Tilt bezeichnet und hat die Einheit dB/THz.
- 10 Ziel des Verfahrens ist es, durch optimale Einstellung des Power-Tilts am Eingang eines jeden Verstärkers die sich nach Durchführung einer Preemphase ergebenden Signal-Rauschabstände OSNR zu optimieren. In Fig. 9 sind die Signal-Rauschabstände OSNR - in dB - nach einer Preemphase als Funktion einer Verkippung eines Verstärkereingangs als Power-Tilt
- 15 - Tilt of amplifier input in dB/THz - dargestellt.
- Wie Figur 9 zeigt, gibt es für jede Steigung NOISE_FIGUR_Tilt einer Rauschzahlkurve A, B, C, D, E bzw. F, G, H, I, J (0,45 dB/THz, 0,23 dB/THz, 0,00 dB/THz, -0,23 dB/THz, -0,45
- 20 dB/THz), die im übrigen als identisch für alle Verstärker V1, V2, V3, V4 innerhalb des Preemphase-Abschnitts angenommen wurde, genau einen Power-Tilt-Wert am Eingang der Verstärker V1, V2, V3, V4, der zu einem optimalen Ergebnis führt. Ferner fällt auf, dass das Optimum bei kleiner Anzahl an Streckenabschnitten (z.B. V1, LWL1, V2) dem Tilt der Rauschzahl entspricht (siehe obere Kurven A, B, C, D, E für 5 Übertragungsabschnitte). Bei größerer Anzahl an Streckenabschnitten (siehe untere Kurven für 20 Übertragungsabschnitte) verschieben sich die Maxima zu größeren Tilt-Werten. Im folgenden wird
- 25 beschrieben, wie dieser optimale Power-Tilt-Wert bestimmt werden kann und wie diese Optimierung mit dem Verfahren der Preemphase der bisherigen Signal-Rauschabstände OSNR und der Preemphase mit Power-Tilt verbunden werden kann.
- 30 Bei Verwendung der bisherigen Preemphase der Signal-Rauschabstände OSNR werden in einem ersten Schritt die z. B. als Erbium-dotierte Faserverstärker (EDFA = erbium doped fa

ser amplifiziert) vorgesehenen Verstärker V1, V2, V3, V4 so eingestellt, dass der Power-Tilt am Eingang des jeweils nachfolgenden V2, V3, V4 und am Ausgang des Vorverstärkers V4 am Streckenende verschwindet (Power-Tilt soll null sein). Daraufhin werden die Signal-Rauschabstände OSNR des Ausgangsspektrums bestimmt. Wird nun der Power-Tilt an den Eingängen der Verstärker V1, V2, V3, V4 so eingestellt, dass er dem negativen Tilt der im logarithmischen Maßstab angegebenen Signal-Rauschabstände OSNR entspricht, wird die nachfolgend durchgeführte Preemphase der Signal-Rauschabstände OSNR zu einem optimalen Ergebnis führen.

Die Preemphase mit Power-Tilt bietet im Vergleich zur bisherigen Preemphase den Vorteil einer deutlich reduzierten Durchführungszeit und kann auch in Systemen und Netzen eingesetzt werden, in denen eine Messung der Signal-Rauschabstände OSNR nach dem derzeitigen Stand der Technik nicht möglich ist. Da die Signal-Rauschabstände OSNR in diesem Fall nicht bekannt sind, muss der optimale Wert des Power-Tilts auf andere Art und Weise bestimmt werden. Dazu wird wie folgt vorgegangen:

In einem ersten Schritt werden – wie schon bei der bisherigen Preemphase – die Verstärker V1, V2, V3, V4 so eingestellt, dass der Power-Tilt am Eingang des jeweils nachfolgenden Verstärkers V2, V3, V4 und am Ausgang des Vorverstärkers V4 am Streckenende verschwindet (Power-Tilt soll null sein). Aus den am Eingang des Boosters V1 und am Ausgang des Vorverstärkers V4 gemessenen linearen Leistungsspektren $P_{Tx}(\lambda)$, $P_{Rx}(\lambda)$ eines übertragenen WDM-Signals wird ein Gewinn $G_{link}(\lambda)$ berechnet. Aus dieser Größe kann nach dem bereits in bisher beschriebenen Preemphase mit Power-Tilt das Sollspektrum am Eingang des Boosters V1 bestimmt werden, wobei eine normierte Korrekturfunktion $Q(\lambda)$

$$Q(\lambda) = \frac{G_{link}^{-k}(\lambda)}{\langle G_{link}^{-k}(\lambda) \rangle} \text{ mit } G_{link}(\lambda) = \frac{P_{Rx}(\lambda)}{P_{Tx}(\lambda)}$$

Verwendung findet. Der Faktor k wurde zuvor von einem Planungstool bestimmt. Alternativ kann auch bei äquidistanten Übertragungsabschnitten die Gleichung

5

$$Q(\lambda) = \frac{G_{j1nk}(\lambda) - 1}{G_{j1nk}(\lambda) - G_{j1nk}^{(N+1)}(\lambda)}$$

verwendet werden, wobei N für die Anzahl an identischen Übertragungsabschnitten in der gesamten Übertragungsstrecke

10 steht. Der optimale Power-Tilt am Eingang der Verstärker $V1$, $V2$, $V3$, $V4$ entspricht nun dem Tilt des Produkts aus dieser Größe und der effektiven Rauschzahl F_{eff} , wobei der Begriff der effektiven Rauschzahl weiter unten erläutert wird. Näherungsweise können auch der Tilt der Größe $Q(\lambda)$ (in dB/THz)

15 und der Tilt der effektiven Rauschzahl F_{eff} (ebenfalls in dB/THz) zum resultierenden Power-Tilt addiert werden.

Die am Eingang des Boosters $V1$ einzustellende Leistungsverteilung $P_{Tx}(\lambda)$ berechnet sich unter der Bedingung gleichbleibender mittlerer Eingangsleistung $\langle P_{Tx}(\lambda)^{Req^{1nn}} \rangle$ nun wie folgt:

$$P_{Tx}(\lambda) = \frac{\langle P_{Tx}(\lambda)^{Req^{1nn}} \rangle}{\langle Q(\lambda) \cdot F_{eff}(\lambda) \rangle} \cdot Q(\lambda) \cdot F_{eff}(\lambda)$$

25 Die in dieser Gleichung auftretenden Größen sind im linearen Maßstab einzusetzen. Ein wesentlicher Vorteil der Optimierung wird aus den folgenden Figuren 10a, 10b, 10c, 10d ersichtlich. Dargestellt sind die Signal-Rauschabstände OSNR als Funktion des Exponenten k für eine Übertragungsstrecke mit 5

30 Übertragungsabschnitten, für den der optimale Wert des Power-Tilts 0,23 dB/THz ist. Bei den einzelnen Ergebnissen in jeder der Figuren 10a, 10b, 10c, 10d wurden unterschiedliche Gewinnprofile angenommen. Für die Anwendbarkeit des Verfahrens stellt die Tatsache, dass der optimale Wert des Exponenten k

35 nahezu unabhängig vom Gewinnprofil der Verstärker ist, wenn

der Power-Tilt den optimalen Wert annimmt, eine bedeutende Verbesserung im Vergleich zu einer Regelung auf verschwindenden Power-Tilt dar, bei der deutliche Unterschiede beobachtet werden.

5

Die effektive Rauschzahl F_{eff} wird am besten von einem Planungstool berechnet, das typische Werte für den Gewinnverlauf $G_k(\lambda)$ und die Rauschzahl $F_k(\lambda)$ der einzelnen Verstärker V1, V2, ... kennt. Mit den Streckendämpfungen $a_k(\lambda)$ ergibt sich nun für N Übertragungsstrecke LWL1, LWL2, ... und (N+1) Verstärker V1, V2, ... die effektive Rauschzahl $F_{\text{eff}}(\lambda)$ zu

10

$$F_{\text{eff}}(\lambda) = \frac{\sum_{k=0}^N F_k(\lambda) \cdot G_k(\lambda) \cdot \prod_{j=k+1}^N a_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda)}{\sum_{k=0}^N G_k(\lambda) \cdot \prod_{j=k+1}^N a_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda)}$$

15

Sämtliche in dieser Gleichung auftretende Größen sind prinzipiell wellenlängenabhängig (λ). Sollte die Wellenlängenabhängigkeit jedoch nicht bekannt sein, kann auch mit approximierten Größen gearbeitet werden.

20

Bei identischen Verstärkern V1, V2, ... entspricht die effektive Rauschzahl $F_{\text{eff}}(\lambda)$ der Rauschzahl eines einzelnen Verstärkers z. B. V1.

25

Zur Realisierung: Alternativ kann anstelle einer Messung des Leistungsspektrums am Eingang des Boosters V1 auch eine Messung an dessen Ausgang erfolgen und eine entsprechende Berechnung der benötigten Booster-Ausgangs- und Eingangsleistungen erfolgen.

30

Zusammengefasst wird das Verfahren derart verbessert, daß zusätzlich am Eingang eines jeden Verstärkers V1, V2, ... ein optimaler Tilt (genannt Power Tilt) aufgeprägt wird. Bei kleiner Anzahl an Streckenabschnitten LWL1, LWL2, ... entspricht der aufzuprägende Tilt exakt dem Tilt der Rauschzahl des Verstärkers.

35

Patentansprüche

1. Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals (OS), das mehrere Signale mit unterschiedlichen Wellenlängen aufweist, die von einem Sender zu einem Empfänger übertragen werden, bei dem Leistungen der Signale am Sender eingestellt sowie am Empfänger gemessen werden, dadurch gekennzeichnet, dass eine mittlere Leistung für die sendeseitigen Signale ermittelt wird, dass aus den aktuellen Leistungen der Signale am Sender und am Empfänger und der mittleren Leistung neue Signalwerte ermittelt und sendeseitig eingestellt werden, derart, dass am Empfänger Signal-Rauschabstände aller Signale annähernd ausgeglichen werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass bei der Neueinstellung der Signale am Sender spektrale Einflüsse der Übertragungsstrecke zwischen dem Sender und dem Empfänger, vorzugsweise aufgrund Verstärkung, Rauscheinflüssen, Dämpfungen, berücksichtigt werden.
3. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass bei einer optischen Übertragung über N+1 in Reihe geschalteten optischen Verstärkern mit ähnlichen Verstärkungseigenschaften und über N den Verstärkern zwischengeschalteten Übertragungsabschnitten die neu einzustellende Leistung ($P_{IN}(\lambda)_{new}$) eines der Signale am Sender derart errechnet wird:

$$P_{IN}(\lambda)_{new} := \langle P_{IN} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \text{ (in mW)}$$

wobei ($\langle P_{IN} \rangle$) die mittlere Leistung eines Signals am Sender bezeichnet und zur tolerierten Balance der Signal-Rauschabstände die Funktion $Q(\lambda)$ wie folgt definiert ist:

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} = K \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{G_{LINK} - 1}{G_{LINK}^{\frac{N}{N+1}} \cdot \left[G_{LINK}^{\frac{1}{N+1}} - 1 \right]}$$

mit (G_{LINK}) als aus den am Sender und Empfänger Signalleistungen (P_{IN} , P_{OUT}) ermittelter Gesamtgewinn eines Kanals und $f(\lambda)$ als spektrale Rauschzahlfunktion der optischen Verstärker und K als Konstante.

4. Verfahren nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Funktion $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ durch $1/\sqrt{G_{LINK}}$ angenähert wird.

5. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die normierten Leistungsspektren der Signale am Sender und am Empfänger zueinander inverse Funktionen bilden.

6. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die neu einzustellende Leistung ($P_{IN}(\lambda)_{new}$) eines Signals am Sender mittels folgender Formel berechnet wird:

$$P_{IN}(\lambda)_{new} := \langle P_{IN} \rangle \cdot \left(\frac{P_{IN}(\lambda)}{P_{OUT}(\lambda)} \right)^k / \left\langle \left(\frac{P_{IN}}{P_{OUT}} \right)^k \right\rangle \quad (\text{in mW})$$

wobei Klammern $\langle \dots \rangle$ eine Mittelung eines Arguments über die Bandbreite ($\Delta\lambda$) der Signale bezeichnet, ($P_{IN}(\lambda)$) die aktuell ermittelte Leistung eines Signals am Sender,

($P_{out}(\lambda)$) die gemessene Leistung eines Signals am Empfänger und (k) eine Konstante mit $0 < k < 1$ bezeichnen.

7. Verfahren nach Anspruch 6,
5 dadurch gekennzeichnet,
dass ein Optimum der Konstante (k) derart gewählt wird, dass
minimale systembedingte Abweichungen der Signal-
Rauschabstände auftreten.
- 10 8. Verfahren nach einem der Ansprüche 6 oder 7,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Wahl der Konstante (k) mittels eines Planungstools
vorzugsweise eines Netzwerkmanagements und/oder mittels Mes-
sungen von Signal-Rauschabständen erfolgt.
- 15 9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass zu Kontrollzwecken Signal-Rauschabstände ausgewählter
Signale oder Gruppen von Signalen am Sender und am Empfän-
20 ger ermittelt werden.
10. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Sender und Empfänger optische Verstärker enthal-
25 ten.
11. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Übertragungsstrecke zwischen dem Sender und dem Emp-
30 fänger als Teilstrecke eines optischen Netzwerks vorgesehen
ist und
dass für jede Teilstrecke eine Preemphase durchgeführt wird.
12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
35 dadurch gekennzeichnet,

dass die neu einzustellende Leistung ($P_{IN}(\lambda)_{new}$) eines Signals am Sender einer Teilstrecke mittels folgender Formel eingestellt wird:

$$5 \quad P_{IN}(\lambda)_{new} = \langle P_{IN} \rangle \cdot \frac{G(\lambda)^{-k}}{\langle G(\lambda)^{-k} \rangle} \cdot \frac{OSNR^{IN}(\lambda)}{OSNR^{PP}} \cdot \frac{h(\lambda)}{OSNR^{IN}(\lambda) \cdot \alpha - h(\lambda)},$$

wobei der Signal-Rauschabstand-Wert ($OSNR^{PP}$) für denjenigen konstanten Signal-Rauschabstand steht, der sich beim Stand-alone-Betrieb der Übertragungsstrecke im Netzwerk ergeben würde, und wobei ($G(\lambda)$) den wellenlängenabhängigen Gewinn der betrachten Übertragungsstrecke bezeichnet und wobei ($h(\lambda)$) eine gewünschte wellenlängenabhängige Funktion der Signal-Rauschabstände am Ende der Teilstrecke bezeichnet und wobei der Parameter (α) so zu wählen ist, dass die mittlere Leistung $\langle P_{IN} \rangle$ der Kanäle am Eingang der Teilstrecke unverändert bleibt und wobei ($OSNR^{IN}(\lambda)$) die wellenlängenabhängige Signal-Rauschabstände am Eingang der Teilstrecke bezeichnet.

20 13. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass volloptische transparente Netze für die Übertragung der Signale verwendet werden.

25 14. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass bei einer DWDM-Übertragung spektrale Abstände zwischen den mit den Signalen belegten Kanälen bei oder beliebig unterhalb 100 GHz gewählt werden.

30 15. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine zusätzliche Preemphase der Leistungen der Signale am Sender zur Einstellung von am Empfänger gemessenen Rausch-Signal-Abständen der Signale verwendet wird.

35

16. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass Verkippungen oder nicht-lineare Abweichungen des
Spektrums der Signal-Rauschabstände kompensiert werden.

5

17. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass bei einer Übertragungsstrecke mit mehreren nachge-
schalteten optischen Verstärkern (V1, V2, V3, V4) und Ü-
bertragungsfasern (LWL1, LWL2, LWL3) die optischen Ver-
stärker (V1, V2, V3, V4) derart angesteuert bzw. geregelt
werden können, dass die Steigung des optischen Leistungs-
spektrums am Eingang eines jeden Verstärkers (V1, V2, V3,
V4) einen vorgegebenen Wert aufweist.

10

15

18. Verfahren nach Anspruch 17,
dadurch gekennzeichnet,
dass dieser vorgegebene Wert dem Tilt einer vorbestimmten
Rauschzahl entspricht.

FIG 1

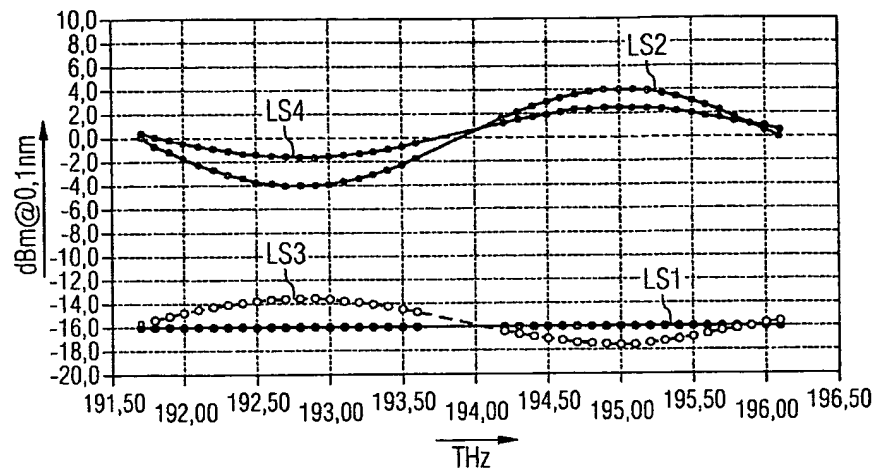


FIG 2

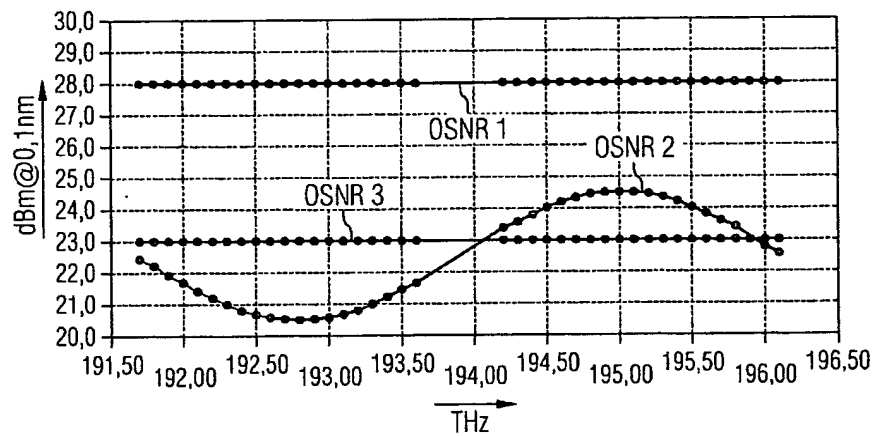


FIG 3

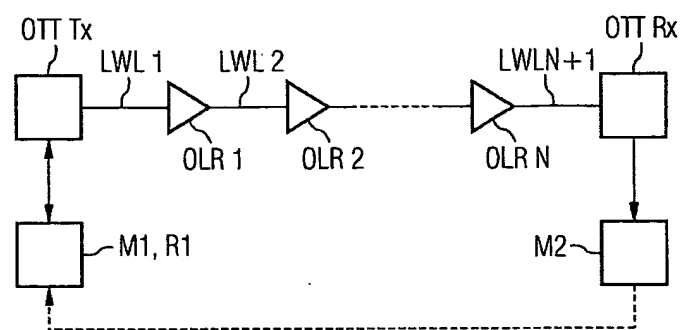


FIG 4

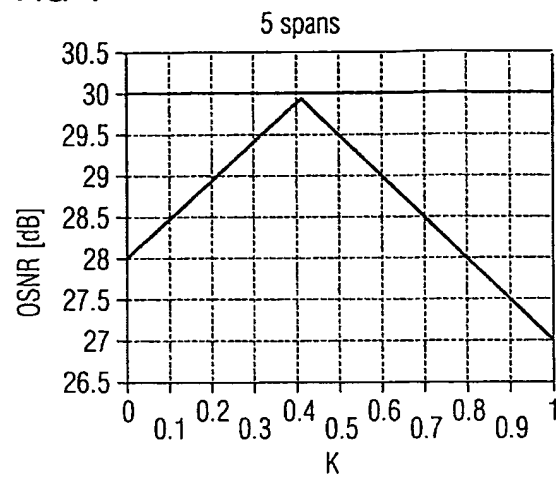


FIG 5

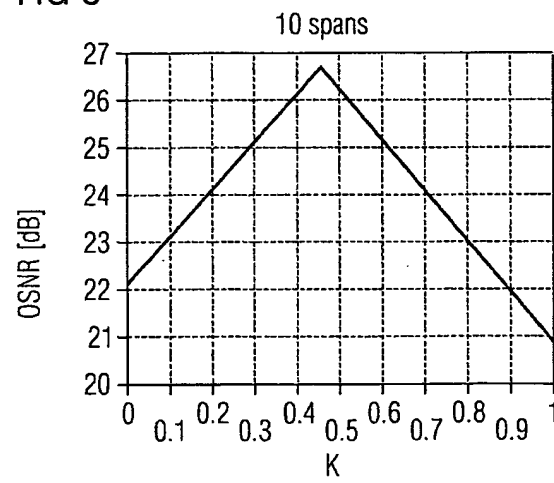


FIG 6

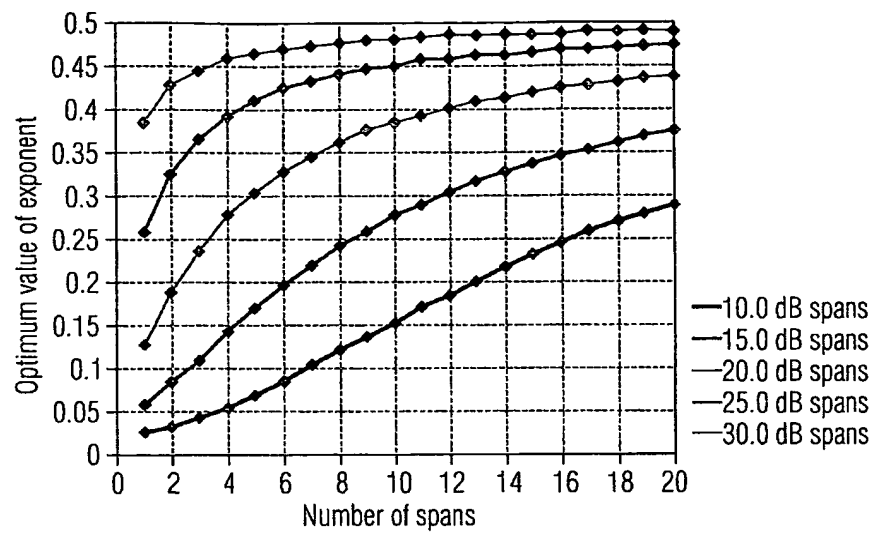
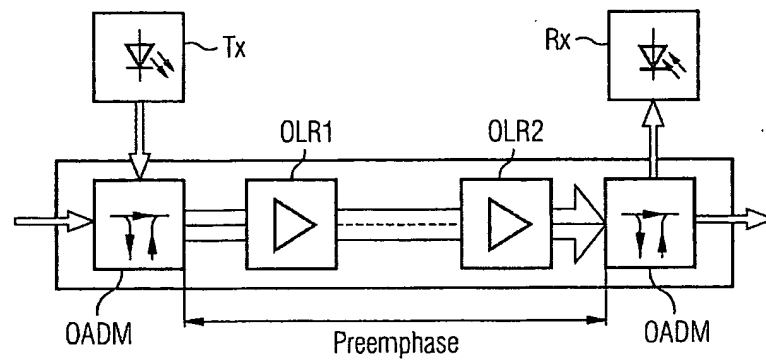


FIG 7



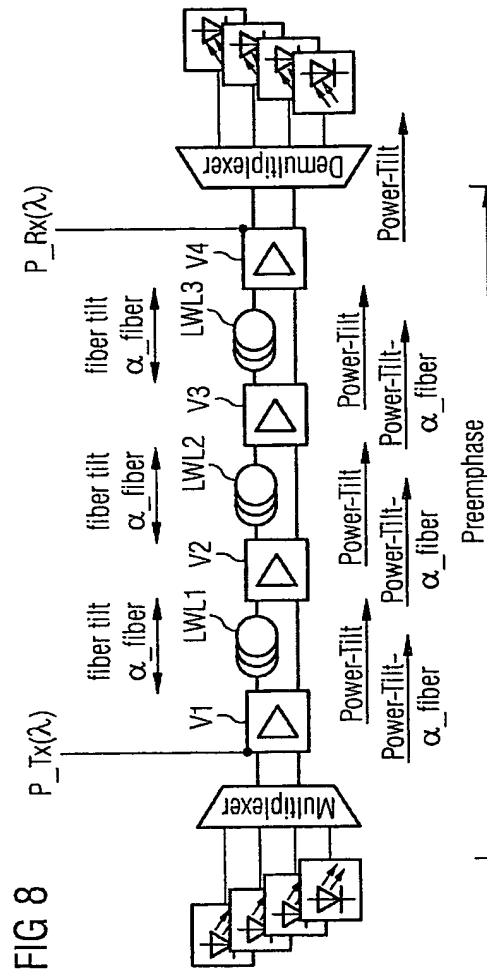


FIG 9

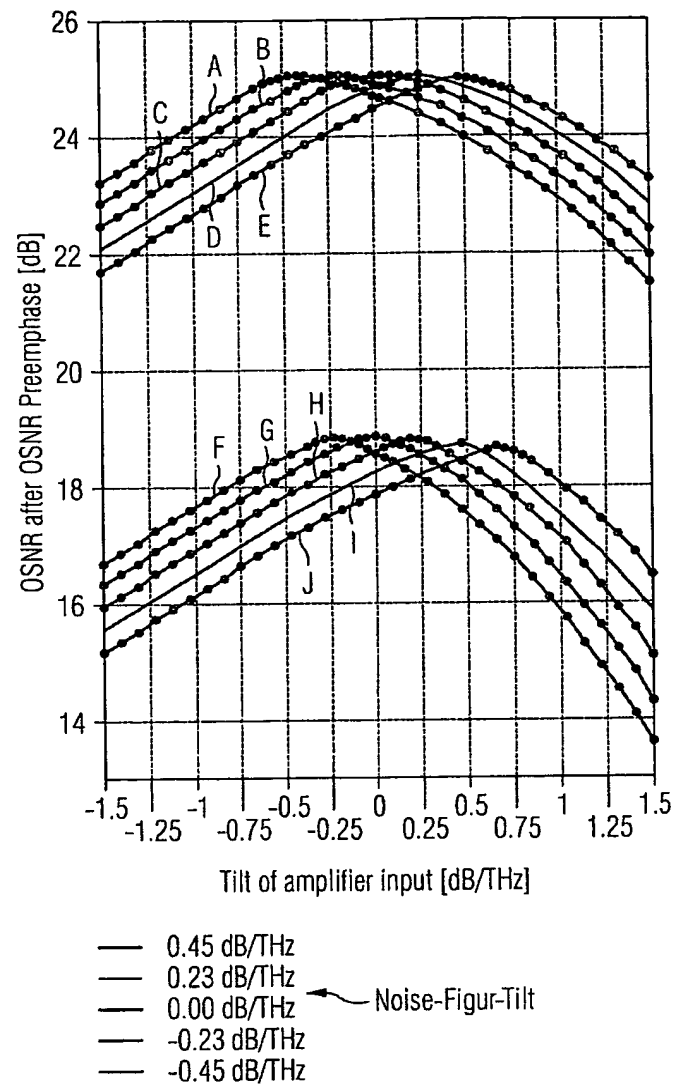


FIG 10A

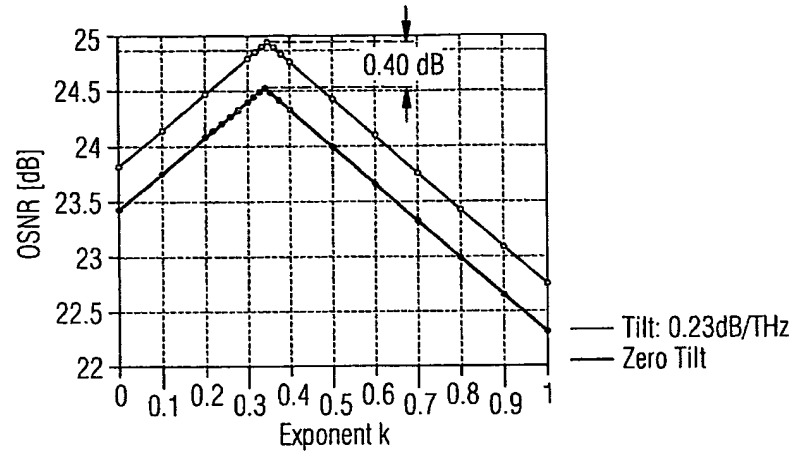


FIG 10B

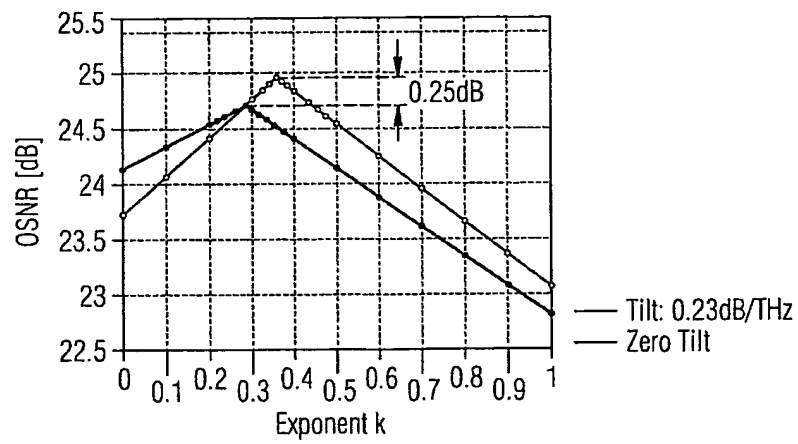


FIG 10C

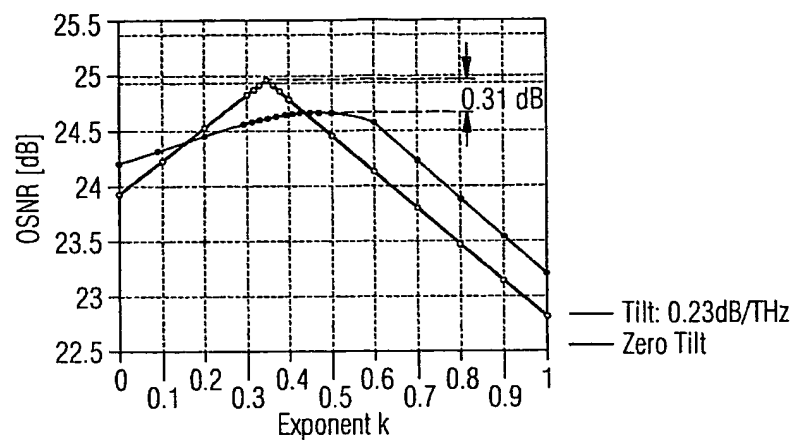


FIG 10D

